



## 座標変換に基づく有限要素ビーム伝搬法によるテーパ型偏波分離素子の設計に関する検討

その他（別言語等）のタイトル	A Study on Design of Tapered Polarization Splitter Using Beam Propagation Method Based on Coordinate Transformation
著者	河村 真吾, 辻 寧英, 張 沢君
雑誌名	電子情報通信学会論文誌. C, エレクトロニクス
巻	J102-C
号	5
ページ	124-130
発行年	2019-04-15
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10258/00009947">http://hdl.handle.net/10258/00009947</a>

# 座標変換に基づく有限要素ビーム伝搬法によるテーパ型偏波分離素子の設計に関する検討

河村 真吾<sup>†a)</sup>      辻 寧英<sup>†b)</sup>      張 沢君<sup>††c)</sup>

A Study on Design of Tapered Polarization Splitter Using Beam Propagation Method Based on Coordinate Transformation

Shingo KAWAMURA<sup>†a)</sup>, Yasuhide TSUJI<sup>†b)</sup>, and Zejun ZHANG<sup>††c)</sup>

あらまし だ円空孔コア円形空孔ホーリーファイバ (EC-CHF) を用いたクロストークフリーな偏波分離素子が提案されている。しかしながら、以前の議論では一様な方向性結合器構造が仮定されており、入出力結合は議論されていなかった。本論文では実際の応用を考慮し、結合部において導波路の結合を強め、入出力端において導波路を十分に分離するためにテーパ化した偏波分離素子の設計を行っている。有限要素ビーム伝搬法 (FE-BPM) を用いて長手方向に構造が変化する導波路を効率的に解析するために、座標変換により長手方向に不変な導波路構造として解析する FE-BPM の検討も行っている。

キーワード フォトニック結晶ファイバ、だ円空孔コア円形空孔ホーリーファイバ、偏波分離素子、有限要素ビーム伝搬法

## 1. ま え が き

近年、情報端末機器の利用者が増加しており、通信の高速・大容量化が求められている。それに伴い、光通信の需要が高まっており、高性能な光ファイバ、光デバイスが研究開発されている。こうした光デバイスの開発には計算機シミュレーションによる特性解析が有用であり、光の伝搬方向に構造が緩やかに変化するデバイスの解析には計算効率の点からビーム伝搬法 (Beam Propagation Method: BPM) [1] が広く用いられている。BPM には横方向の界の離散化により、幾つかの方法があるが、中でも、有限要素法 (Finite Element Method: FEM) を用いた有限要素ビーム伝

搬法 (Finite Element BPM: FE-BPM) [2] は曲辺境界を含む複雑な断面形状に対しても精度の高い形状表現が可能である。近年、従来の光ファイバよりも優れた伝送特性を実現するため、フォトニック結晶ファイバ (Photonic Crystal Fibers: PCFs) [3] に関する研究が活発に行われているが、複雑な断面形状を有する PCF の解析には FEM が広く用いられている。しかしながら、構造がテーパ化した場合などに、通常の FE-BPM では伝搬方向の構造の変化に合わせて有限要素メッシュを逐次更新する必要がある、このことは FE-BPM 解析プログラムの作成を難しくするだけでなく、伝搬方向への構造の階段近似による誤差と伝搬ステップ間での界分布の補間の際の補間誤差の蓄積による精度劣化が問題となる [4]。

PCF を利用したデバイスの応用例として、だ円空孔コア円形空孔ホーリーファイバ (Elliptical-hole Core Circular-hole Holey Fibers: EC-CHF) [5] の単一偏波伝送特性を利用した、クロストークフリーな方向性結合型の偏波分離素子 (Polarization Splitter: PS) が提案されている [6]~[8]。PS は偏波分割多重通信のための重要なデバイスの一つであり、その高性能化が求められている。しかしながら、これらの文献では一様

<sup>†</sup> 室蘭工業大学大学院情報電子工学系専攻, 室蘭市

Division of Information and Electronic Engineering, Muroran Institute of Technology, 27-1 Mizumoto, Muroran-shi, 050-8585 Japan

<sup>††</sup> 神奈川大学工学部電気電子情報工学科, 横浜市

Department of Electrical, Electronics and Information Engineering, Faculty of Engineering, Kanagawa University, 3-27-1 Rokkakubashi, Yokohama-shi, 221-8686 Japan

a) E-mail: 18043013@mmm.muroran-it.ac.jp

b) E-mail: y-tsuji@mmm.muroran-it.ac.jp

c) E-mail: zhang-zj17@kanagawa-u.ac.jp

な方向性結合器構造が仮定されており，入出力結合については議論されていなかった．提案されている PS の実際の応用においては入出力端において導波路の分離を考慮する必要がある，デバイスをテーパ構造にして，結合部において導波路間の強い結合を維持しながら，入出力端で導波路を十分に分離することが一つの方法として考えられる．

本論文では，こうしたテーパ型の光デバイスを精度良く効率的に解析するため，テーパ型導波路を長手方向に構造不変な導波路に変換して解析する座標変換に基づく FE-BPM (Coordinate Transformation FE-BPM: CT-FE-BPM) の定式化と検討を行っている．併せて，EC-CHF ベースのクロストークフリーな偏波分離素子をテーパ化したときの偏波分離特性についても検討を行っている．

## 2. 座標変換に基づく FE-BPM

本章では，弱導波路に対する 3 次元スカラー波近似解析のための座標変換を用いた FE-BPM の定式化を示す．

### 2.1 基本方程式

光導波路解析のためのスカラー波近似波動方程式はマクスウェルの方程式より以下のように与えられる．

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \left( p \frac{\partial \Phi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( p \frac{\partial \Phi}{\partial y} \right) \\ + \frac{\partial}{\partial z} \left( p \frac{\partial \Phi}{\partial z} \right) + k_0^2 q \Phi = 0 \end{aligned} \quad (1)$$

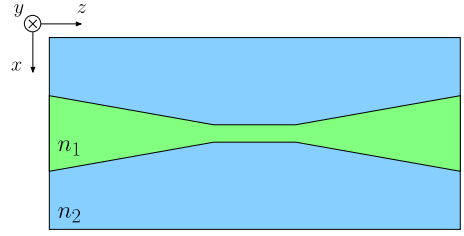
ここに  $k_0$  は自由空間波数であり， $p$ ， $q$ ， $\Phi$  は， $E^x$  モード， $E^y$  モードに対してそれぞれ以下のように与えられる．

$$\begin{aligned} p = 1, \quad q = n^2, \quad \Phi = \sqrt{\varepsilon_0} E_x \quad \text{for } E^x \text{ modes} \\ p = \frac{1}{n^2}, \quad q = 1, \quad \Phi = \sqrt{\mu_0} H_x \quad \text{for } E^y \text{ modes} \end{aligned}$$

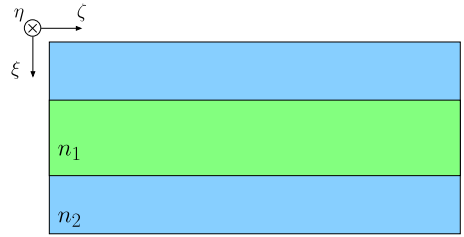
ここで， $n$  は屈折率， $\varepsilon_0$  は真空の誘電率， $\mu_0$  は真空の透磁率である．また， $E_x$ ， $H_x$  はそれぞれ電界，磁界の  $x$  成分である．

### 2.2 座標変換

従来の FE-BPM 解析では，導波路構造の変化に合わせて媒質境界を正確に表現できる反面，伝搬ステップごとに有限要素メッシュの更新が必要となり，異なるメッシュを用いるステップ間で電磁界分布の補間が必要となる．また，伝搬ステップごとに屈折率分布が階段近似となるため，これらによる誤差によって精度が劣化する可能性がある．ここでは，座標変換によつ



(a)  $(x, y, z)$  座標における構造



(b)  $(\xi, \eta, \zeta)$  座標における構造

図 1 テーパ導波路と座標変換された一様導波路

て長手方向の構造の変化を等価的に  $xy$  面内での屈折率の変化に落とし込み，有限要素メッシュの更新を不要にする．図 1 (a) に示すようなテーパ型導波路を考え，図 1 (b) に示すような等価直線導波路に変換する座標変換式は以下のように与えられる．

$$\begin{cases} x = \xi f(\zeta) \\ y = \eta f(\zeta) \\ z = \zeta \end{cases} \quad (2)$$

このとき，各座標変数に対する偏微分演算子は以下のように表すことができる．

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} = \frac{1}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \xi} \\ \frac{\partial}{\partial y} = \frac{1}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \eta} \\ \frac{\partial}{\partial z} = -\xi \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \xi} - \eta \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \eta} + \frac{\partial}{\partial \zeta} \end{cases} \quad (3)$$

$f(\zeta)$  は  $(\xi, \eta, \zeta)$  座標系において等価直線導波路となるように適切に与える関数であり，問題ごとに定義する．

式 (2) の座標変換を用いて， $(x, y, z)$  座標系から  $(\xi, \eta, \zeta)$  座標系へ変換すると，式 (1) は以下のように書くことができる．

$$\begin{aligned} \frac{1}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \xi} \left( p \frac{1}{f(\zeta)} \frac{\partial \Phi}{\partial \xi} \right) + \frac{1}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \eta} \left( p \frac{1}{f(\zeta)} \frac{\partial \Phi}{\partial \eta} \right) \\ + \left( -\xi \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \xi} - \eta \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \frac{\partial}{\partial \eta} + \frac{\partial}{\partial \zeta} \right) \end{aligned}$$

$$\left\{ p \left( -\xi \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \frac{\partial \Phi}{\partial \xi} - \eta \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \frac{\partial \Phi}{\partial \eta} + \frac{\partial \Phi}{\partial \zeta} \right) \right\} + k_0^2 q \Phi = 0 \quad (4)$$

### 2.3 FE-BPM の定式化

いま、デバイス内での後方反射は無視できると仮定し、適当な参照屈折率  $n_0$  を用いて参照波数を  $\beta_0 = k_0 n_0$  として、電磁界  $\Phi$  を  $\Phi = \phi(\xi, \eta, \zeta) e^{-j\beta_0 \zeta}$  と表す。更に、導波路の横方向断面 ( $\xi\eta$  面) を三角形 2 次節点要素を用いて離散化し、式 (4) にガラーキン法に基づく FEM を適用し、フレネル近似を用いると、以下の  $\zeta$  に関する一階の微分方程式を得る。

$$[M] \frac{\partial \{\phi\}}{\partial \zeta} + [K] \{\phi\} = \{0\} \quad (5)$$

このとき、有限要素行列  $[K]$ ,  $[M]$  は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} [K] = \sum_e \iint_e & \left[ (k_0^2 q - p\beta_0^2) \{N\} \{N\}^T \right. \\ & - p \left\{ \left( \xi \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \right)^2 + \left( \frac{1}{f(\zeta)} \right)^2 \right\} \{N_\xi\} \{N_\xi\}^T \\ & - p \left\{ \left( \eta \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \right)^2 + \left( \frac{1}{f(\zeta)} \right)^2 \right\} \{N_\eta\} \{N_\eta\}^T \\ & - jp\beta_0 \xi \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} (\{N_\xi\} \{N\}^T - \{N\} \{N_\xi\}^T) \\ & - jp\beta_0 \eta \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} (\{N_\eta\} \{N\}^T - \{N\} \{N_\eta\}^T) \\ & \left. - p\xi\eta \left( \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} \right)^2 \right. \\ & \left. (\{N_\xi\} \{N_\eta\}^T + \{N_\eta\} \{N_\xi\}^T) \right] d\xi d\eta \\ [M] = \sum_e \iint_e & \left[ -j2p\beta_0 \{N\} \{N\}^T \right. \\ & + p\xi \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} (\{N_\xi\} \{N\}^T - \{N\} \{N_\xi\}^T) \\ & + p\eta \frac{f'(\zeta)}{f(\zeta)} (\{N_\eta\} \{N\}^T - \{N\} \{N_\eta\}^T) \\ & \left. \right] d\xi d\eta \end{aligned}$$

ここに  $\{N_\xi\}$ ,  $\{N_\eta\}$  は形状関数  $\{N(\xi, \eta)\}$  をそれぞれ  $\xi$ ,  $\eta$  で偏微分した項である。式 (5) を  $\theta$  法を用いて  $\zeta$  方向に離散間隔  $\Delta\zeta$  で差分化することにより、最終的に以下の逐次計算式を導出できる。

$$[A]_{i+\frac{1}{2}} \{\phi\}_{i+1} = [B]_{i+\frac{1}{2}} \{\phi\}_i \quad (6)$$

ここに添字  $i$ ,  $i+1$  はそれぞれ  $i$  番目,  $(i+1)$  番目の伝搬ステップに関する量を表し,  $[A]_{i+1/2}$ ,  $[B]_{i+1/2}$  はそれぞれ

$$\begin{aligned} [A]_{i+\frac{1}{2}} &= [M]_{i+\frac{1}{2}} + \theta \Delta\zeta [K]_{i+\frac{1}{2}} \\ [B]_{i+\frac{1}{2}} &= [M]_{i+\frac{1}{2}} + (\theta - 1) \Delta\zeta [K]_{i+\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

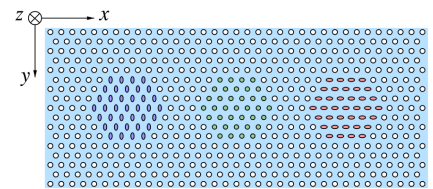
のように定義される。この定式化により、有限要素メッシュの生成は入射面のみでよく、各伝搬ステップごとに有限要素行列を計算し直すだけで長手方向に構造が変化するデバイスの解析を容易に行うことができる。

## 3. 偏波分離素子の設計

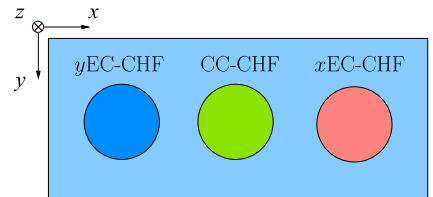
本章では CT-FE-BPM を用いてテーパ型 PS の設計と特性の評価を行う。

### 3.1 断面構造パラメータの決定

図 2(a) に示すような小ホール EC-CHF を用いた場合、コア部の FSM (Fundamental Space-filling Mode) [5] に基づく PS の設計が有効であり、図 2(b) に示すような等価ファイバ近似が比較的精度良く成り立つことが示されている [7]。このとき、構造パラメータは文献 [7] を参考に、石英の屈折率を 1.45、空気の屈折率を 1、格子定数を  $\Lambda = 1.24 \mu\text{m}$ 、クラッド空孔径を  $d_c = 0.22\Lambda$ 、だ円率を  $\eta = 2$ 、真円空孔コア円形空孔ホーリーファイバ (Circular-hole Core Circular-hole Holey Fibers: CC-CHF) の空孔径を  $d_{cc} = 0.2022\Lambda$  とするが、コア領域への光の閉じ込め



(a) 実際の構造



(b) 等価ファイバ近似した構造

図 2 小ホール EC-CHF を用いた PS の断面構造

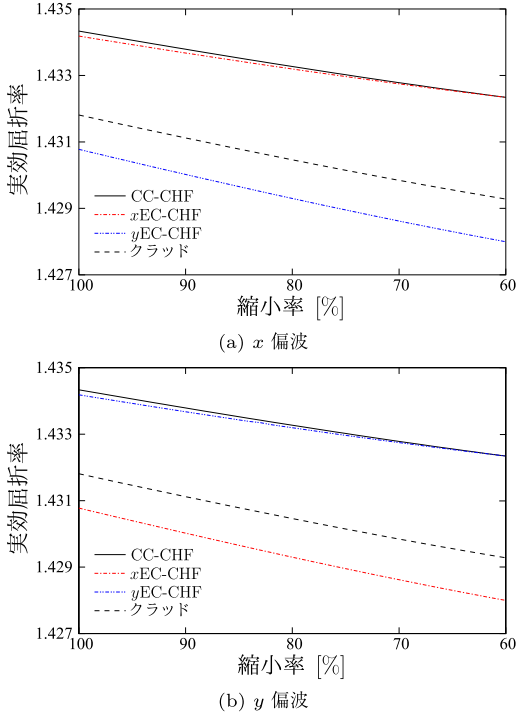


図 3 FSM の実効屈折率の導波路縮小率依存性

を強めるためにコア径は文献の 3 リングから 5 リングに変更し、ウエスト部においてコア径が文献 [7] と同じになるように、入出力端に対して 60% に縮小する (等価ファイバのコア径は  $w_0 = 11\Lambda$ ,  $w_1 = 0.6w_0$ ). 動作波長は  $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$  とする.

このとき, FSM の実効屈折率は空気充てん率が同じであっても格子定数に依存するため, EC-CHF のコアだ円空孔サイズは, ウエスト部において CC-CHF と位相整合するように再設計し,  $x\text{EC-CHF}$  及び  $y\text{EC-CHF}$  の長軸を 0.3016 $\Lambda$  とする. 図 3 に CC-CHF と再設計した EC-CHF のコア, クラッドの FSM の実効屈折率の導波路縮小率 (テーパ化したときの入出力端に対する導波路幅の縮小割合) 依存性を示す. 縮小率 60% のウエスト部では CC-CHF と EC-CHF は位相整合しているが, 入出力端に向かってわずかに位相不整合が生じることがわかる. 次に, 入出力端において導波路が十分に分離されるように導波路間隔を決定する. そのため, 出力端での結合導波路間の結合長と結合効率を導波路間空孔数の関数として図 4 に示す. 入出力端では導波路間に位相不整合が存在し, 結合長はその位相不整合量で決まる結合長に漸近するため十

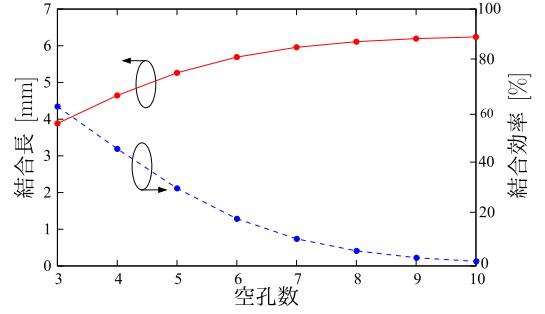


図 4 結合導波路間の結合長の導波路間空孔数依存性

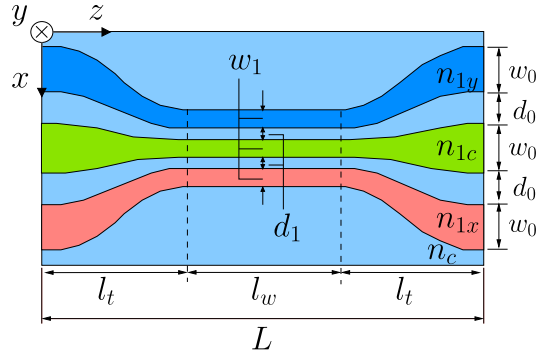


図 5 提案するテーパ型 PS の構造

分に長くはならないが, 最大結合効率は導波路間隔を広げることで指数関数的に低下することがわかる. これらの結果からここでは導波路間の空孔数を 8 とする ( $d_0 = 8\Lambda$ ,  $d_1 = 0.6d_0$ ). なお, 解析において, 等価ファイバのコア, クラッドの等価屈折率は導波路縮小率に応じて図 3 に示す値を用いる.

### 3.2 伝搬方向構造パラメータの決定

最後に, テーパ長とウエスト長を決定する. ここでは, 導波路が滑らかに変化するようにテーパ形状は図 5 に示すようなコサインテーパとする. 図 6 に  $x$  偏波基本モードが CC-CHF に入射したときの最大結合効率のテーパ長依存性を示す. 図には最大結合するときのウエスト長も併せて示している. テーパ部でも結合が生じるためテーパ長がなくなるとウエスト長が短くなる. 図より, テーパ長が長くなるにつれてテーパ部での放射損失が低減され結合効率は増大するが, 1900  $\mu\text{m}$  以上では結合効率が低下していることがわかる. これは, テーパ長が長くなると位相整合するウエスト部での結合に比べて位相不整合したテーパ部での結合の影響が大きくなるためと考えられる. 以上より, 結合効率が最大となるように, テーパ長を

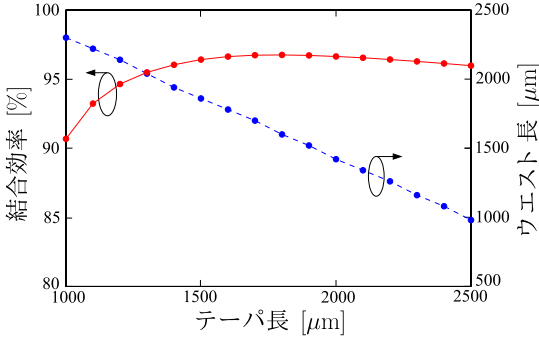


図6 結合効率のテーパ長依存性 (x 偏波入射)

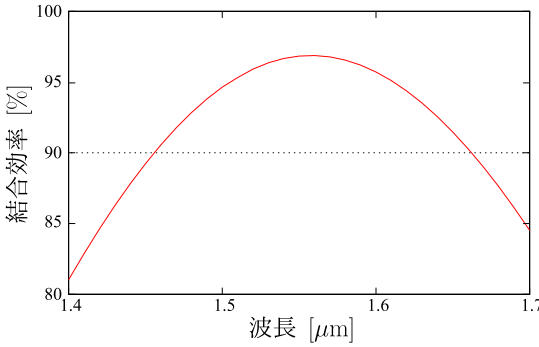


図7 設計されたテーパ型 PS の波長依存性

$l_t = 1800 \mu\text{m}$ , ウエスト長を  $l_w = 1600 \mu\text{m}$  とする.

### 3.3 設計された PS の波長依存性

設計された PS の波長依存性を図 7 に示す. 結合効率が 90% 以上となる帯域幅は約 200 nm ( $\lambda = 1460 \sim 1660 \text{ nm}$ ) であり, 広帯域動作が可能であることがわかる. なお, 文献 [7] の PS に比べて帯域が狭くなっているが, これは入出力部での導波路分離を考慮したためである.

## 4. CT-FE-BPM の妥当性と有用性

本章では, 通常の FE-BPM と CT-FE-BPM の解析結果の比較を行い, CT-FE-BPM の妥当性と有用性を示す.

### 4.1 妥当性の確認

前章で設計された PS は CT-FE-BPM に基づいて解析・設計が行われているが, 通常の FE-BPM 解析の結果と比較することでまず CT-FE-BPM の妥当性を確かめる. このとき, ここで考えたコサインテーパでは, 式 (2) の  $f(\zeta)$  は

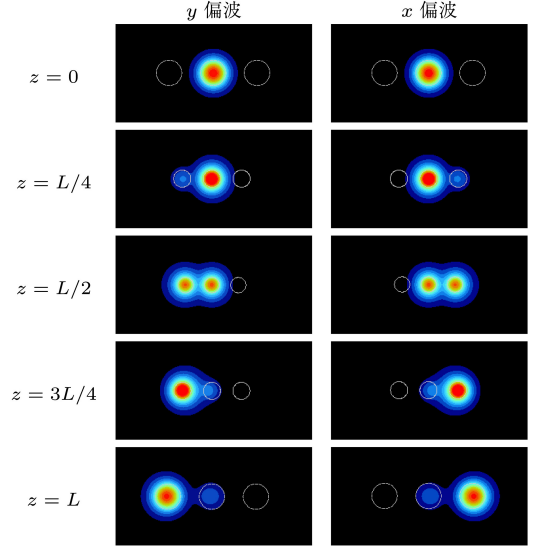


図8 FE-BPM 解析によるテーパ型 PS 中の伝搬界分布

$$f(\zeta) = \begin{cases} \frac{\Delta w(1 + \cos(\pi\zeta/l_t)) + 2w_1}{2w_0} & (\zeta < l_t) \\ \frac{w_1}{w_0} & (l_t < \zeta < l_t + l_w) \\ \frac{\Delta w(1 + \cos(\pi(L - \zeta)/l_t)) + 2w_1}{2w_0} & (\zeta \geq l_t + l_w) \end{cases}$$

のように定義されている. ここで,  $\Delta w = w_0 - w_1$  である.  $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$  の基本モードが CC-CHF に入射したときの光の伝搬の様子を, FE-BPM 解析と CT-FE-BPM 解析の場合に対してそれぞれ図 8, 図 9 に示す. ここでは, 伝搬方向の刻み幅は  $\Delta\zeta = 10 \mu\text{m}$ , 参照屈折率を  $n_0 = 1.433$  としている. 両者の伝搬界分布はよく一致していることがわかる. 解析により求めた  $z = L$  における目的の導波路への結合効率は両方の偏波に対して, 通常の FE-BPM では 96.6%, CT-FE-BPM では 96.8% でありよく一致しており CT-FE-BPM の妥当性が確認される. なお, 完全結合せずに CC-CHF に光が残ってしまうのは, テーパ部での位相不整合によるものと考えられる. ただし, CC-CHF は出力ポートではないためクロストークは生じていない. なお, 図 4 から出力端においても各導波路はわずかに結合状態にあるため, 出力導波路を延長すると CC-CHF への再結合による数%程度の出力パワーの変動があるが, 依然としてクロストークは生じない. また, テーパ部において各ファイバ径を微調



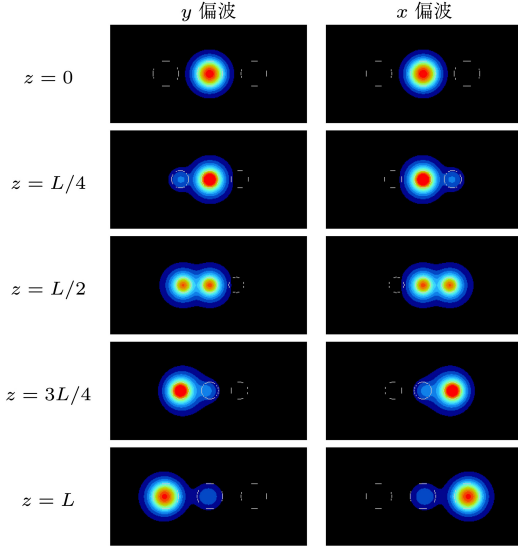
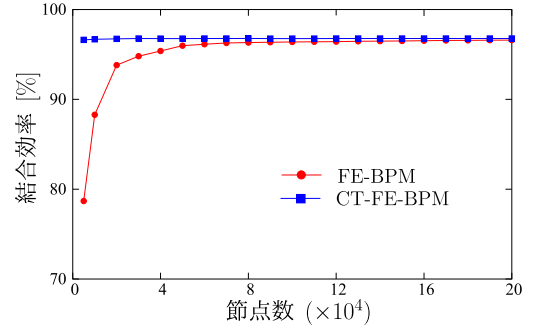


図 9 CT-FE-BPM 解析によるテーパ型 PS 中の伝搬界分布

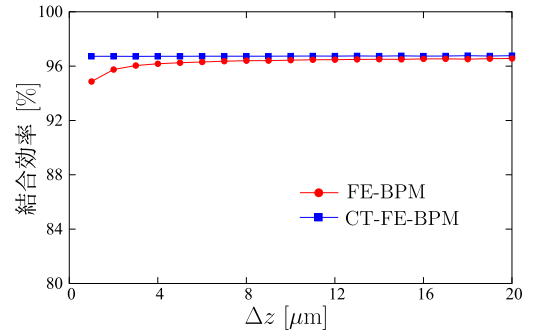
整することができればデバイス全体にわたり位相整合を実現でき結合効率を改善できるが、実際の作製を考えると断面形状はほぼ相似形に縮小するため、各ファイバ径を個別に調整することは難しいと思われる。

#### 4.2 有用性の確認

通常の FE-BPM に対して CT-FE-BPM では計算を効率化できることを示す。図 10 に FE-BPM に対する解の収束の様子を示す。図 10 (a) は、伝搬ステップ幅を  $\Delta z = 10 \mu\text{m}$  として FEM 分割の節点数に対する解の収束性を示したものであり、通常の FE-BPM では、十分な精度を得るために約 10 万の節点が必要であるのに対して、CT-FE-BPM では 1 万程でよく、大幅に計算を効率化できることがわかる。通常の FE-BPM では構造変化に応じて伝搬ステップごとに有限要素メッシュの更新と更新されたメッシュ上への界分布の補間が必要であり、電磁界が十分に精度良く近似されていなければ補間誤差が生じる。この様子を図 11 に示す。図の水色で示した部分が補間誤差になる。一方、CT-FE-BPM では長手方向に媒質境界が不変であるため有限要素メッシュの更新が不要であり、こうした補間誤差が生じず計算を効率化できる。また、図 10 (b) に、節点数を約 15 万としたときの伝搬方向の刻み幅に対する解の収束を示す。伝搬方向の構造の変化が緩やかであるため、両者とも伝搬方向の刻み幅が  $\Delta z = 20 \mu\text{m}$  程度でも十分な精度で解析ができて



(a) 節点数



(b) ステップ幅

図 10 BPM 解析における離散化と計算精度

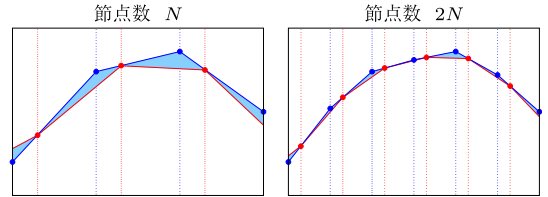


図 11 FE-BPM の補間誤差 (青点:  $i$  番目のステップにおける節点位置, 赤点:  $i+1$  番目のステップにおける節点位置)

いることがわかる。一方、通常の FE-BPM 解析では、 $\Delta z$  を短くし過ぎると計算精度が劣化しているが、これは上述した伝搬ステップごとの界の補間回数が増え蓄積される補間誤差が増大したためと考えられる。

#### 5. む す び

小ホール EC-CHF を用いたクロストークの生じないテーパ型偏波分離素子の設計を行い、適切に構造パラメータを設定することで、入出力での導波路分離を考慮した場合でも十分な結合効率を得られることを示した。解析には、長手方向に構造が変化するデバイスを座標変換により等価直線導波路に変換するスカラ

波近似 CT-FE-BPM を用いた. 通常の FE-BPM 解析と比較することで CT-FE-BPM 解析の妥当性を示すとともに, 伝搬ステップ間のメッシュの更新が不要になるため, 大幅に計算効率を改善できることを示した. しかしながら, 大ホール EC-CHF を用いた PS では等価ファイバ近似が成り立たないため, 今後は座標変換に基づくベクトル FE-BPM の確立と, 大ホール EC-CHF を用いたテーバ型偏波分離素子の設計を行っていく予定である.

**謝辞** 本研究は JSPS 科研費 18K04276 の助成を受けたものであり, ここに謝意を表します.

### 文 献

- [1] M.D. Feit and J.A. Fleck, "Light propagation in graded-index optical fibers," Appl. Opt., vol.17, no.24, pp.3990-3998, Dec. 1978.
- [2] Y. Tsuji, M. Koshiba, and T. Shiraishi, "Finite element beam propagation method for three-dimensional optical waveguide structures," J. Lightwave Technol., vol.15, no.9, pp.1728-1734, Sept. 1997.
- [3] J.C. Knight, T.A. Birks, P. St. J. Russell, and D.M. Atkin, "All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding," Opt. Lett., vol.21, pp.1547-1549, Oct. 1996.
- [4] 辻 寧英, 高性能光ビーム伝搬解析ソフトウェア開発に関する基礎的研究, 博士学位論文 (北海道大学), 1996.
- [5] M. Eguchi and Y. Tsuji, "Single-mode single-polarization holey fiber using anisotropic fundamental space-filling mode," Opt. Lett., vol.32, no.15, pp.2112-2114, Aug. 2007.
- [6] Z. Zhang, Y. Tsuji, and M. Eguchi, "Design of polarization splitter with single-polarized elliptical-hole core circular-hole holey fibers," IEEE Photonics Technol. Lett., vol.26, no.6, pp.541-543, March 2014.
- [7] Z. Zhang, Y. Tsuji, and M. Eguchi, "Study on crosstalk-free polarization splitter with elliptical-hole core circular-hole holey fibers," J. Lightwave Technol., vol.32, no.23, pp.3956-3962, Dec. 2014.
- [8] Z. Zhong, Z. Zhang, Y. Tsuji, and M. Eguchi, "Study on crosstalk-free polarization splitter based on square lattice single polarization photonic crystal fibers," IEEE J. Quantum Electron., vol.52, no.5, 7000107, May 2016.

(2018 年 8 月 31 日受付, 12 月 21 日再受付,  
2019 年 4 月 15 日公開)



村 真吾 (学生会員)

平 30 室蘭工大・情報電子卒. 同年同大学院博士前期課程入学, 現在に至る. 光ファイバデバイスの研究に従事.



辻 寧英 (正員)

平 3 北大・工・電子卒. 平 5 同大学院修士課程了. 平 8 同博士課程了. 同年北海道工大・応用電子助手, 同年同講師. 平 9 北大学院工学研究科助教授, 平 16 北見工業大学電気電子工学科准教授, 平 23 室蘭工業大学大学院工学研究科教授, 現在に至る. 光・波動エレクトロニクスに関する研究に従事. 博士 (工学). 平 8 年度, 平 10 年度本会論文賞, 平 10 年度本会学術奨励賞受賞. 平 12 年 IEEE Third Millenium Medal 受賞. 応用物理学会, IEEE, OSA 各会員.



張 沢君

平 24 中国許昌学院卒, 同年室蘭工大研究生, 平 25 室蘭工大学院博士前期課程・情報電子了, 平 27 同博士後期課程了, 同年同大博士研究員, 平 28 神奈川大学電気電子工学科特任助教, 現在に至る. 光・波動エレクトロニクスに関する研究に従事. 博士 (工学).